

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning documents *will not* correct images,  
please do not report the images to the  
Image Problem Mailbox.**

MENU

SEARCH

INDEX

1/1



JAPANESE PATENT OFFICE

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number: 07202750

(43)Date of publication of application: 04.08.1995

(51)Int.Cl.

H04B 1/707

(21)Application number: 05336643

(71)Applicant:

NEC CORP

(22)Date of filing: 28.12.1993

(72)Inventor:

FUKUSHI MIKIO  
TOMITA HIDEHO

(54) SPREAD SPECTRUM RECEPTION METHOD AND RECEIVER

<http://www2.ipdl.jpo-miti.go.jp/dbpweb/connector/guest/DBPquery/ENGDB/wdispaj>

99/11/10

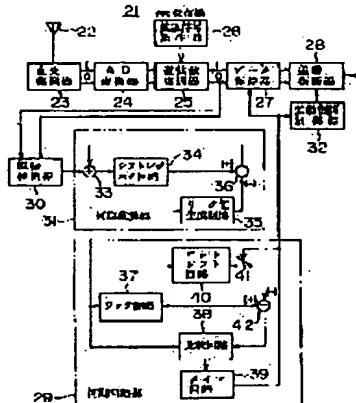
Searching PAJ

2/3 ページ

(57)Abstract:

**PURPOSE:** To attain highly accurate demodulation by implementing inverse processing of 1-symbol differential arithmetic operation used for differential modulation with fidelity while utilizing a synchronizing point giving a maximum correlation value for synchronization acquisition.

**CONSTITUTION:** A signal resulting from spread spectrum modulating an orthogonal component obtained by applying differential modulation to adjacent symbol data is received, an inverse spread demodulator 25 multiplies a spread code to each of orthogonal components I, Q to attain inverse spread demodulation, and a synchronization integrator 31 and a synchronization circuit section 29 trace a synchronizing point at which a maximum correlation value is obtained through the inverse spread demodulation, and even when it is required to control an interval between a synchronizing point and a succeeding synchronizing point in excess of a 1-symbol period, a differential demodulator 28, always implements differential demodulation by using the inverse spread demodulation output at the synchronizing point and a point after one symbol period from an optimum point to obtain high demodulation accuracy.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 15.03.1995

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 2661534

[Date of registration] 13.06.1997

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

<http://www2.ipdl.jpo-miti.go.jp/dbpweb/connector/guest/DBPquery/ENGDB/wdispaj>

99/11/10

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平7-202750

(43)公開日 平成7年(1995)8月4日

(51)Int.Cl.<sup>6</sup>

H 0 4 B 1/707

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 4 J 13/ 00

D

審査請求 有 請求項の数2 OL (全6頁)

(21)出願番号 特願平5-336643

(22)出願日 平成5年(1993)12月28日

図1, 0013, 0014,

逆拡散復調器25の出力(24)を保持し(27)、同期復調能を有する同期回路部29にて、データ保持器27の出力がデータをもつ差動復調器28を経由して出力データを得る。

(71)出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72)発明者 福士 幹雄

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

(72)発明者 富田 秀▲穂▼

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

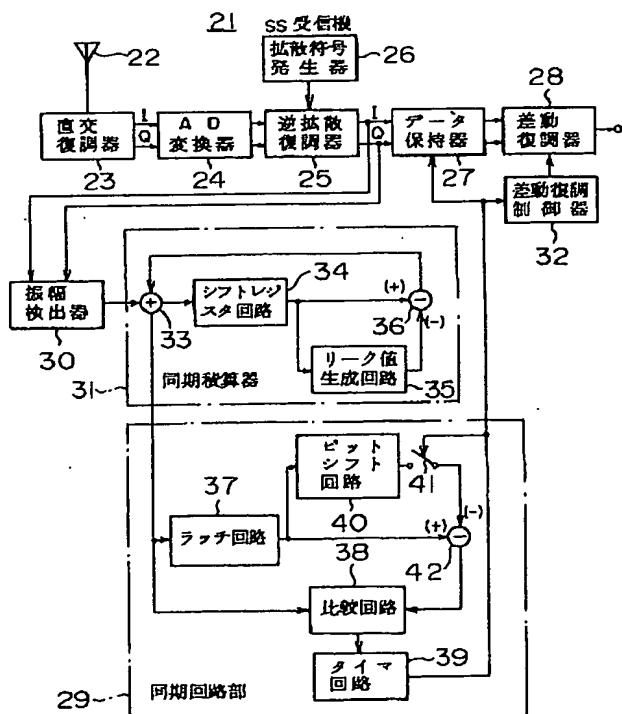
(74)代理人 弁理士 京本 直樹 (外2名)

(54)【発明の名称】スペクトラム拡散受信方法及び受信機

(57)【要約】

【目的】最大相関値を与える同期点は同期捕捉に利用する一方、差動復調には差動変調に用いた1シンボル差分演算の逆を忠実に履行することで、高精度の復調を可能にする。

【構成】隣接シンボルデータを差動変調して得られる直交成分をペクトラム拡散変調した信号を受信し、直交成分I, Qごとに逆拡散復調器25において拡散符号を乗算して逆拡散復調するとともに、同期積算器31と同期回路部29が逆拡散復調により最大相関値が得られる同期点を追尾し、同期点と後続の同期点との間隔を1シンボル期間から逸脱して制御する必要が生じても、差動復調器28において常に同期点と該同期点から1シンボル期間後の逆拡散復調出力をもって差動復調させ、常に最適点でデータを復調し高い復調精度を得る。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】隣接シンボルデータを差動変調して得られる直交成分をスペクトラム拡散変調した信号を受信し、直交成分ごとに拡散符号を乗算して逆拡散復調するとともに、該逆拡散復調により最大相関値が得られる同期点を追尾し、同期点と後続の同期点との間隔を1シンボル期間から逸脱して制御する必要が生じても、常に同期点と該同期点から1シンボル期間後の逆拡散復調出力をもって差動復調することを特徴とするSS受信方法。

【請求項2】隣接シンボルデータを差動変調して得られる直交成分をスペクトラム拡散変調した信号を受信し、直交成分ごとに拡散符号を乗算して逆拡散復調する逆拡散復調器と、前記逆拡散復調により最大相関値が得られる同期点を追尾する同期点追尾手段と、前記同期点と後続の同期点との間隔が1シンボル期間から逸脱しても、常に同期点と該同期点から1シンボル期間後の逆拡散復調出力をもって差動復調する差動復調器とを具備することを特徴とするSS受信機。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、差動変調後拡散変調された信号を常に最適点で復調できるようにしたスペクトラム拡散受信方法及び受信機に関する。

## 【0002】

【従来の技術】雑音を疑似した同期信号である拡散符号をデータ信号に乗算して送信し、受信側で送信側と同じ拡散符号を乗算して逆拡散復調を行うスペクトラム拡散(SS)通信方式は、受信したデータ信号を逆拡散するに伝搬路にて重畠したノイズは拡散してしまうため、妨害に対して強く秘匿性も高いなどの利点があり、自動車電話システムや無線LANなどへの応用が研究されている。

【0003】図3に示すSS通信システムに用いられるSS送信機1は、入力データを差動変調器2において隣接シンボル間で同相成分(I成分)と直交成分(Q成分)に差動変調し、差動変調されたI成分とQ成分を拡散変調器3に送り込む。拡散変調器3は、拡散符号発生器4が発生する拡散符号を差動変調出力I, Qに乗算して、スペクトラム拡散変調を施す。拡散変調出力I, Qは、続く直交変調器5において位相が $\pi/2$ だけ異なる2種類の搬送波によって直交2相変調され、RF増幅された後、送信アンテナ6から送信される。

【0004】一方、SS受信機7は、受信アンテナ8にて捕捉した送信電波を、まず直交復調器9においてRF信号を直角2相復調し、復調されたI成分とQ成分をAD変換器10に送り込む。AD変換器10にてデジタルデータに変換された直交成分I, Qは、逆拡散復調器11に送り出され、拡散符号発生器12が発生する送信側と同じ拡散符号を乗算されて逆拡散復調される。逆拡散復調器11の出力は、送信側の差動変調器2とは逆の

処理を行う差動復調器13において差動復調される。なお、差動復調器13には同期回路部14が接続されており、この同期回路部14が逆拡散復調器11の逆拡散復調器11の復調出力すなわち受信データと拡散符号との相関値を監視し、最大相関値を与える点を同期点に定める。

## 【0005】

【発明が解決しようとする課題】従来のSS受信機7は、差動復調器13が同期点ごとに逆拡散復調出力を差動復調する構成であり、常に最大相関値どうしの差分演算が行われる。しかし、送信機と受信機はそれぞれ独立したクロックで動作するためクロック周波数誤差の影響や、また伝搬路に存在するマルチバスやディレースブレッドの影響で、本来は1シンボル期間Tsごとに得られるべき同期点が、受信側が2倍オーバーサンプリングで処理していると、前記の影響で1/2チップ帰還を超えて前後にずれることがある。

【0006】例えば図4(A)に示したように、相関値の最大値を与える同期点Taの次にくるべき同期点が、本来あるべき同期点Tb (=Ta+Ts)から1/2チップ期間 $\tau/2$ だけ遅れ、Tb+ $\tau/2$ に変化したとする。この場合、各同期点Tj(ただし、j=a, b, c...)とその±1/2チップ期間前後の準同期点Tj- $\tau/2$ , Tj+ $\tau/2$ における角度データ(アークタンジェントI/Q)を、それぞれ $\theta_j$ ,  $\theta_j'$ ,  $\theta_j''$ とすると、差動復調器13の出力は、同期点Tbに関する差動復調データを、 $\theta_b'' - \theta_a$ で、同期点Tcに関する差動復調データを、 $\theta_c - \theta_b''$ で、与えるため、各同期点Tb, Tcにおいて、図4(F)に示したように、それぞれ

$$(\theta_b - \theta_a) - (\theta_b'' - \theta_a) = \theta_b - \theta_b'$$

$$(\theta_c'' - \theta_b') - (\theta_c - \theta_b') = \theta_c'' - \theta_c$$

なる復調誤差が生ずるといった課題があった。

【0007】これに対し、正規の同期点からずれたことに関係なく差動復調することにより発生するデータエラーを解消するため、単純に受信機側のサンプリング周波数を上げればよいが、そうするとH/W上の動作が困難になる。また例えばシンボル周期Tsが既知であることを利用し、初期同期が確立された後は同期点を固定てしまい、この同期点以降の同期点はすべて1シンボル期間を単位に機械的に差動復調する方式が提案された。しかし、この方式は送信側と受信側で搬送周波数にずれが生じたときに、受信データを正しく復調することができないといった問題があった。

【0008】本発明の目的は、最大相関値を与える同期点は同期捕捉に利用する一方、差動復調には差動変調に用いた1シンボル差分演算の逆変調を忠実に履行することで、高精度の復調を可能にすることにある。

## 【0009】

【課題を解決するための手段】本発明は、隣接シンボル

データを差動変調して得られる直交成分をスペクトラム拡散変調した信号を受信し、直交成分ごとに拡散符号を乗算して逆拡散復調するとともに、該逆拡散復調により最大相関値が得られる同期点を追尾し、同期点と後続の同期点との間隔が1シンボル期間から逸脱しても、常に同期点と該同期点から1シンボル期間後の逆拡散復調出力をもって差動復調することを特徴とするSS受信方式を提供することにより、前記目的を達成するものである。

【0010】また、本発明は、隣接シンボルデータを差動変調して得られる直交成分をスペクトラム拡散変調した信号を受信し、直交成分ごとに拡散符号を乗算して逆拡散復調する逆拡散復調器と、前記逆拡散復調により最大相関値が得られる同期点を追尾する同期点追尾手段と、前記同期点と後続の同期点との間隔が1シンボル期間から逸脱しても、常に同期点と該同期点から1シンボル期間後の逆拡散復調出力をもって差動復調する差動復調器とを具備することを特徴とするSS受信機を提供することにより、前記目的を達成するものである。

#### 【0011】

【作用】本発明は、隣接シンボルデータを差動変調して得られる直交成分をスペクトラム拡散変調した信号を受信し、直交成分ごとに拡散符号を乗算して逆拡散復調するとともに、該逆拡散復調により最大相関値が得られる同期点を追尾し、同期点と後続の同期点との間隔を1シンボル帰還から逸脱して制御する必要が生じても、常に同期点と該同期点から1シンボル期間後の逆拡散復調出力をもって差動復調することにより、最大相関値を与える同期点は同期捕捉を利用する一方、差動復調には差動変調に用いた1シンボル差分演算の逆を忠実に履行することで、高精度の復調を可能にする。

#### 【0012】

【実施例】以下、本発明の実施例について、図1、2を参照して説明する。図1は、本発明のSS受信機の一実施例を示す概略ブロック構成図、図2は、図1に示したSS受信機の回路各部の信号波形図である。

【0013】図1に示すSS受信機21は、SS送信機1が送信する信号を受信するものであり、このため受信信号は、隣接シンボルデータを差動変調して得られる直交成分をスペクトラム拡散変調し、さらに直交2層変調された信号となる。受信アンテナ22にて捕捉された電波は、まず直交復調器23において $\pi/2$ だけ位相が異なる2種類の搬送信号を乗算されて直交2層復調される。直交復調器23の復調出力I, Qは、A/D変換器24において1チップ周期に2回の割りでサンプリング(2倍オーバサンプリング)されてデジタル信号に変換された後、逆拡散復調器25において拡散符号発生器26から供給される拡散符号を乗算されて逆拡散復調される。

【0014】実施例では、逆拡散復調器25の復調出力

は、同期点とその1/2チップ期間前後の逆拡散復調出力を保持するデータ保持器27を介して差動復調器28に供給されるようにしており、データ保持器27は後述する同期回路部29から供給されるタイミング信号に応答して3種類の逆拡散復調出力を保持する。同期回路部29は、振幅検出器30や同期積算器31或いは差動復調制御器32とともに同期追尾手段を構成しており、この同期点追尾手段が逆拡散復調により最大相関値が得られる同期点を追尾するとともに、同期点と後続の同期点との間隔が1シンボル期間T<sub>s</sub>から逸脱して制御する必要が生じても、常に同期点と1シンボル期間後の逆拡散復調出力をもって差動復調するよう差動復調器28の復調動作を制御する。

【0015】すなわち、逆拡散復調器25の逆拡散復調出力I, Qは、振幅検出器30にて二乗和の平方根として振幅検出され、図2(A)に示したように、相関の大小を表す相関値として同期積算器31に送り込まれる。同期積算器31は、合成振幅を加算回路33を経由して1シンボルのチップ数だけシフト動作を行うシフトレジスタ回路34に送り込む。シフトレジスタ回路34の出力は、入力に対して丁度1シンボル期間前の相関値であり、リーク値生成回路35にて生成されたリーク値を減算回路36にて減算された後、加算回路33に帰還されて入力相関値に加算される。

【0016】リーク生成回路35が生成するリーク値は、相関値のピーク及びその近傍を抽出するためのしきい値を与えるものであり、例えばシフトレジスタ回路34の出力に1に満たない係数を乗算することにより生成される。かくして、シフトレジスタ回路34のチップ数と同数のシフト段には、加算回路33における巡回加算により、最大相関値を与える同期点にて逆拡散復調された相関値だけが積算されて順送りされることになる。

【0017】同期加算器31の出力すなわち同期点とその前後1/2チップ期間において積算された相関値は、図2(B)に示したように、振幅検出器30の出力に相似な波形が1チップ期間の遅れをもって、加算回路33を経由して同期回路部29に送り込まれる。同期回路部29は、同期積算器31の出力をラッチ回路37にラッチするとともに比較回路38に供給し、ラッチ回路37の出力に基づいて生成したしきい値を基準に比較回路38において大小比較し、しきい値を超える相関値入力によってタイマ回路39をトリガする。比較回路38のしきい値については、まずビットシフト回路40においてラッチ回路37の出力をビットシフトして数分の一に圧縮し、圧縮データをタイマ回路39の出力によって閉じる開閉スイッチ41を介して減算回路42に送り込み、減算回路42においてラッチ回路37の出力から減算することによって生成される。

【0018】このため、同期積算器31が outputする相関値は、同期回路部29において常に最大値検出にかけら

れ、最大値検出により判明した同期点でタイマ回路39がトリガされる。

【0019】トリガされたタイマ回路39は、同期積算器31の出力最大値の立ち上がりでトリガされ、図2(C)に示したように、同期点から1シンボル期間に1/2チップ期間前に立ち上がり、かつ1シンボル期間から1/2チップ期間後に立ち去るタイミング信号を出力する。このため、開閉スイッチ41は1シンボル期間の前後1/2チップ期間だけ閉じ、その期間中だけ比較回路38に設定されるしきい値を切り下げる。すなわち、同期点の近傍でだけしきい値を低くすることにより、同期点とその前後1/2チップ期間だけ持続するタイミング信号が得られることになる。

【0020】また、タイマ回路39が発するタイミング信号は、上記開閉スイッチ41に供給される他、データ保持器27と差動復調制御器32とに供給される。これにより、データ保持器27は、同期点とその1/2チップ期間前後の逆拡散復調出力を保持し、差動復調器28が3種類の復調出力のうちの任意の復調出力を差動復調に利用できるようになる。一方、差動復調制御器32は、タイミング信号の立ち下がりから正確に1シンボル期間を計時し、計時完了時点で差動復調器28が差動復調を行う。このため、差動復調器28は、差動変調に用いた1シンボル下分演算の逆の忠実に履行することができる。

【0021】ここで、同期積算器31による同期積算の結果、相関値の最大値を与える同期点T<sub>a</sub>の次にくるべき同期点が、クロック周波数の誤差やマルチバス等の外乱の影響で本来あるべき同期点T<sub>b</sub>(=T<sub>a</sub>+T<sub>s</sub>)から1/2チップ期間 $\tau/2$ だけ遅れ、T<sub>b</sub>+ $\tau/2$ に変化したことが判明したとする。この場合、T<sub>b</sub>は準同期点でありT<sub>b</sub>+ $\tau/2$ が同期点であると認識される。しかし、差動復調器28は、最大相関値を与える同期点における逆拡散復調出力を差分演算するのではなく、ここでは同期点T<sub>a</sub>とそこから1シンボル期間T<sub>s</sub>が経過した準同期点T<sub>b</sub>に関するデータについて差動復調とともに、同期点T<sub>b</sub>+ $\tau/2$ から1シンボル期間T<sub>s</sub>が経過した時点T<sub>c</sub>+ $\tau/2$ に関するデータについて差動復調する。

【0022】すなわち、点T<sub>j</sub>(ただし、j=a, b, c, ...)とその前後の点T<sub>j</sub>- $\tau/2$ , T<sub>j</sub>+ $\tau/2$ における角度データ(アークタンジェントI/Q)を、θ<sub>j</sub>, θ<sub>j'</sub>, θ<sub>j''</sub>とすると、図2(F)に示したように、同期点T<sub>b</sub>+ $\tau/2$ に関する差動復調データは、θ<sub>b</sub>-θ<sub>a</sub>で、また同期点T<sub>c</sub>に関する差動復調データは、θ<sub>c''</sub>-θ<sub>b''</sub>で、与えられる。

【0023】すなわち、差動復調データの差分演算に関しては、常に1シンボル期間だけ離れた角度データどうしによる差分演算が行われる。このため、準同期点T<sub>b</sub>と同期点T<sub>b</sub>+ $\tau/2$ のごとく、単純周期計算から割り出さ

れた準同期点T<sub>b</sub>と現実に最大相関値を与える同期点T<sub>b</sub>+ $\tau/2$ がずれて観測された場合に、本来は1サンプルについての角度演算だけで済むはずの角度計算を、1/2チップ期間だけずれた2サンプルについて実行することになる。しかし、最大相関値だけを同期点の決定に反映する従来の方式が、同期点T<sub>b</sub>に関する差動復調データを、θ<sub>b''</sub>-θ<sub>a</sub>で、また同期点T<sub>c</sub>に関する差動復調データを、θ<sub>c</sub>-θ<sub>b''</sub>で、与えるものと異なり、θ<sub>b</sub>-θ<sub>b''</sub>, θ<sub>c''</sub>-θ<sub>c</sub>なる復調誤差を発生することはない。このため、送受信器のクロック周波数の誤差や、マルチバス等に起因する一過性の突発的な外乱などに対して、最も妥当な復調が可能であり、データ復調に必要なデータを常に最適点で追尾復調することができる。

【0024】このように、上記SS受信器21によれば、隣接シンボルデータを差動変調して得られる直交成分をスペクトラム拡散変調した信号を受信し、直交成分I, Qごとに逆拡散復調器25において拡散符号を乗算して逆拡散復調するとともに、同期積算器31と同期回路部29が逆拡散復調により最大相関値が得られる同期点を追尾し、同期点と後続の同期点との間隔が1シンボル期間から逸脱しても、差動復調器28において常に同期点と該同期点から1シンボル期間後の逆拡散復調出力をもって差動復調させる構成としたから、最大相関値を与える同期点は同期捕捉に利用するが、同期点の間隔が1シンボル周期を逸脱する場合は、送受信器のクロック周波数誤差が、マルチバスやディレイスプレッド等の外乱の影響を受けたものと判断し、同期点(最大相関点)で得られた逆拡散復調出力どうしの差分演算ではなく、送信側で行われる差動変調が1シンボル差分演算であることを尊重し、その逆の演算すなわち同期点と該同期点から1シンボル期間後の逆拡散復調出力をもって差動復調を履行することで、最適点でデータを復調し高い復調精度を得ることができる。

【0025】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、隣接シンボルデータを差動変調して得られる直交成分をスペクトラム拡散変調した信号を受信し、直交成分ごとに拡散符号を乗算して逆拡散復調するとともに、該逆拡散復調により最大相関値が得られる同期点を追尾し、同期点と後続の同期点との間隔が1シンボル期間から逸脱して制御する必要が生じた時点においても、常に同期点と該同期点から1シンボル期間後の逆拡散復調出力をもって差動復調を行う。最大相関値を与える同期点は同期捕捉に利用するが、同期点の間隔が1シンボル周期を逸脱して制御する必要が生じた場合は、クロック周波数誤差の影響またはマルチバスやディレイスプレッド等の影響を受けたものと判断し、同期点で得られた逆拡散復調出力どうしの差分演算ではなく、送信側で行われる差動変調が1シンボル差分演算であることを尊重し、その逆の

演算するなむち同期点と該同期点から1シンボル期間後の逆拡散復調出力をもって差動復調を履行することで、最適点でデータを復調し高い復調精度を得ることができる等の優れた効果を奏する。

### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のSS受信機の一実施例を示す概略ブロック構成図である。

【図2】図1に示したSS受信機の回路各部の信号波形図である。

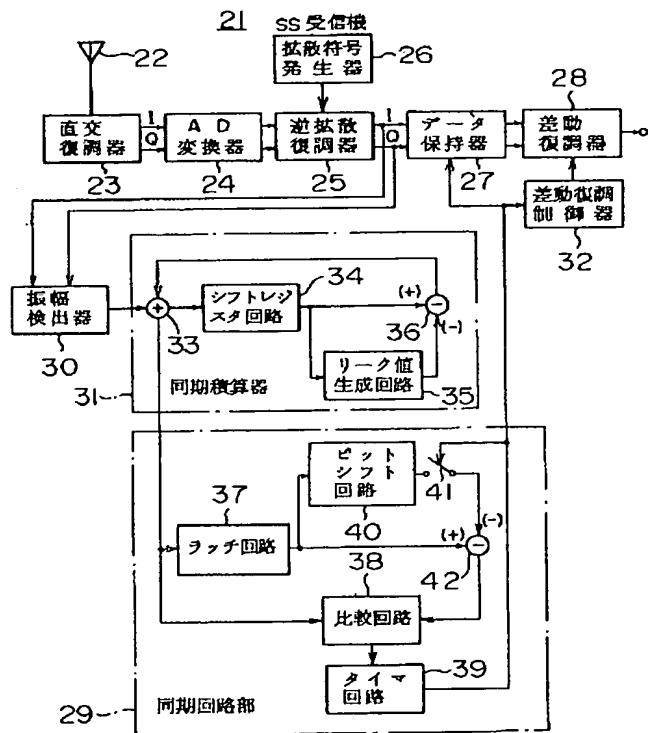
【図3】従来のSS受信機を利用したSS通信システムの一例を示す概略ブロック構成図である。

【図4】図3に示したSS受信機の回路各部の信号波形図である。

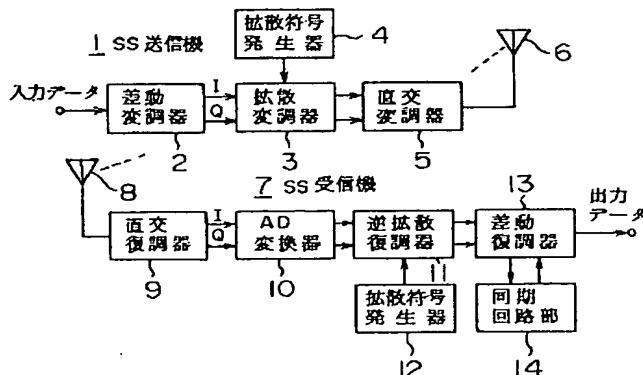
### 【符号の説明】

2 1	S S 受信機
2 3	直交復調器
2 4	A D 変換器
2 5	逆拡散復調器
2 6	拡散符号発生器
2 7	データ保持器
2 8	差動復調器
2 9	同期回路部
3 0	振幅検出器
3 1	同期積算器
3 2	差動復調制御期

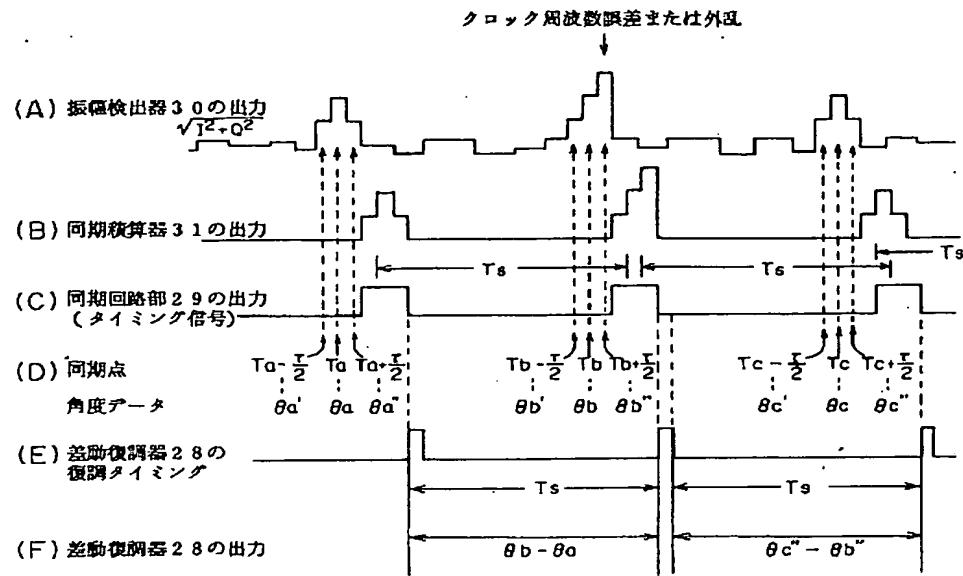
【图 1】



【四三】



【図2】



【図4】

